

(43)公開日 平成12年8月22日(2000.8.22)

3 0 3 V      5 H 5 7 6

審査請求 未請求 請求項の数2 O L (全 8 頁)

(22)出願日 平成11年2月10日(1999.2.10)

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

富士重機株式会社内

富士電機株式会社内

弁理士 森田 雄一

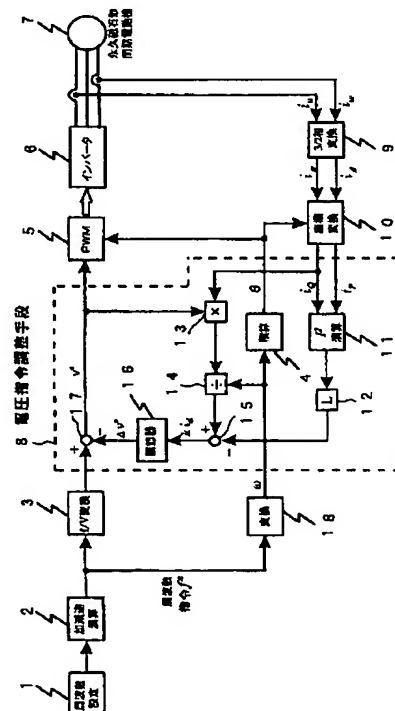
[最終頁に続く](#)

(54) 【発明の名称】 永久磁石形同期電動機の制御装置

(57) 【要約】

【課題】 位置検出器のないV/f一定制御の永久磁石形同期電動機制御装置において、 $I_d = 0$ 制御及び $I_d$ に起因する無効電力の低減制御を可能にして、損失低減、効率向上、省エネルギー化を可能にする。

【解決手段】 インバータ 6 により、永久磁石形同期電動機 7 を  $V/f$  一定制御する制御装置に関する。前記巻線に流れる少なくとも 2 相の電流を検出する手段 9 と、検出電流を電動機 7 に印加する電圧ベクトルに対し平行な電流成分及びこれに直交する電流成分の 2 軸電流成分に分離する座標変換手段 10 と、前記 2 軸電流成分、電動機への印加電圧、巻線のインダクタンス、及び角周波数から、界磁永久磁石が作る磁束ベクトルに平行な電流成分のみに比例する量を演算し、この演算により求めた量をゼロにするような補正量  $\Delta v^*$  を生成して電動機 7 の電圧指令  $v^*$  に帰還する電圧指令調整手段 8 とを備える。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 電力変換器により、永久磁石形同期電動機の巻線に印加する電圧とその周波数とをほぼ比例させて制御する永久磁石形同期電動機の制御装置において、前記巻線に流れる少なくとも 2 相の電流を検出する手段と、

検出した電流を、電動機に印加する電圧ベクトルに対し平行な電流成分及びこれに直交する電流成分の 2 軸電流成分に分離する座標変換手段と、

前記 2 軸電流成分、電動機への印加電圧、巻線のインダクタンス、及び角周波数から、界磁永久磁石が作る磁束ベクトルに平行な電流成分のみに比例する量を演算する手段と、前記演算により求めた量をゼロにするような補正量を生成して電動機の電圧指令に帰還する手段と、を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

【請求項 2】 電力変換器により、永久磁石形同期電動機の巻線に印加する電圧とその周波数とをほぼ比例させて制御する永久磁石形同期電動機の制御装置において、前記巻線に流れる少なくとも 2 相の電流を検出する手段と、

検出した電流を、電動機に印加する電圧ベクトルに対し平行な電流成分及びこれに直交する電流成分の 2 軸電流成分に分離する座標変換手段と、

前記直交する電流成分及び前記電圧ベクトルの大きさから電力変換器が出力する無効電力を演算する手段と、前記 2 軸電流成分、巻線のインダクタンス、及び角周波数から、前記インダクタンスにより生じる無効電力を演算する手段と、

前記 2 つの無効電力の差をゼロにするような補正量を生成して電動機の電圧指令に帰還する手段と、

を備えたことを特徴とする永久磁石形同期電動機の制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、インバータ等の半導体電力変換器を用いて永久磁石形同期電動機を高効率で運転するための制御装置に関し、詳しくは、同期電動機の印加電圧と周波数とをほぼ比例させて制御する  $V/f$  一定制御方式の制御装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】永久磁石形同期電動機やリラクタンスモータのように回転子が突極性を有する同期電動機の制御では、一般に回転子の位置（磁極位置）を検出する位置検出器が必要であり、検出した位置に同期して固定子巻線の電流位相を制御している。ここで、回転子の位置検出器としてはホール素子、エンコーダ、レゾルバ等が用いられている。回転子の位置を検出可能な場合の高効率運転は比較的容易に実現可能であり、永久磁石形同期電動機では、回転子の永久磁石が作る磁束方向の電流すな

わち  $d$  軸電流をゼロにする  $I_d = 0$  制御が一般に採用される。永久磁石形同期電動機のように回転子に突極性がある電動機の場合には、 $d$  軸電流はトルクに寄与しないため、 $I_d = 0$  制御によって固定子巻線に生じる銅損を最小限に抑えることができるためである。

【0003】一方、上記のように磁極位置を検出して電動機の電流位相を制御する制御方法の他に、電動機の電圧と周波数とを単に比例させて制御する  $V/f$  一定制御が良く知られている。図 6 は、 $V/f$  一定制御の制御ブロック図を示している。図において、周波数設定手段 1 により所望する永久磁石形同期電動機 7 の周波数を設定し、加減速演算手段 2 により周波数をランプ関数状に変化させる。 $f/V$  変換手段 3 では、周波数にほぼ比例した電圧が記憶あるいは計算によって求められ、周波数指令  $f^*$  に応じた電圧指令  $v^*$  が出力される。

【0004】積算手段 4 は、加減速演算手段 2 から出力される周波数指令  $f^*$  と後述する補正量  $\Delta f^*$  との和である  $f_1^*$  を積分し、電動機 7 の固定子巻線に印加する電圧の位相  $\theta$  を演算する。PWM 制御手段 5 は、電圧指令  $v^*$  の大きさ及び位相  $\theta$  に基づいてパルス幅変調を行い、駆動パルスを生成してインバータ 6 のスイッチング素子をオン、オフ制御する。インバータ 6 からはパルス幅制御された三相の交流電圧が出力され、この電圧は永久磁石形同期電動機 7 の固定子巻線に印加されて回転磁界を発生させる。

【0005】ここで、一般に  $V/f$  一定制御では、定常的にトルクが振動したり、負荷が急変した場合には脱調して運転不能になる等の点で、安定性に問題がある。そこで、電動機 7 の入力電流を検出し、安定化制御手段 3 1 により 3 相/2 相変換、座標変換、フィルタ処理、比例増幅処理、偏差演算処理等を行って印加電圧ベクトルに対し直交または平行な電流成分を検出し、これを補正量  $\Delta f^*$  として電圧の周波数指令  $f^*$  に帰還することにより、制御の安定性を高めている。

## 【0006】

【発明が解決しようとする課題】回転子の位置検出器を備えた制御装置は、 $I_d = 0$  制御によって高効率運転を比較的簡単に実現できる半面、装置の小型化に難点があり、また、検出器の信号を伝える複数本の配線や受信回路が必要であるため、信頼性、作業性、価格等で問題を抱えている。一方、図 6 に示した従来の  $V/f$  一定制御は、位置検出器が不要であって制御が簡単であるので、制御装置の低価格化が可能であるが、回転子の位置が不明であるため、 $I_d = 0$  制御を採用することができず、高効率運転が難しかった。

【0007】また、 $V/f$  一定制御では、出力周波数に対して予め決められた電圧を負荷の状態に関係なく印加している。例えば、予め決められた電圧が定格負荷の状態と適切になる値とすれば、負荷が軽くなったときには過大な電圧を供給していることになり、その結果、不

要な電流が流れて損失が増加し、省エネルギーの観点から問題となる。

【0008】そこで本発明は、これらの問題を解決し、簡単な制御で高効率の運転を可能にする、安価かつ高性能な永久磁石同期電動機の制御装置を提供しようとするものである。

【0009】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決するため、請求項1記載の発明は、電力変換器により、永久磁石同期電動機の巻線に印加する電圧とその周波数とをほぼ比例させて制御する永久磁石同期電動機の制御装置において、前記巻線に流れる少なくとも2相の電流を検出する手段と、検出した電流を、電動機に印加する電圧ベクトルに対し平行な電流成分及びこれに直交する電流成分の2軸電流成分に分離する座標変換手段と、前記2軸電流成分、電動機への印加電圧、巻線のインダクタンス、及び角周波数から、界磁永久磁石が作る磁束ベクトルに平行な電流成分のみに比例する量を演算する手段と、前記演算により求めた量をゼロにするような補正量を生成して電動機の電圧指令に帰還する手段と、を備えたものである。

【0010】また、請求項2記載の発明は、電力変換器により、永久磁石同期電動機の巻線に印加する電圧とその周波数とをほぼ比例させて制御する永久磁石同期電動機の制御装置において、前記巻線に流れる少なくとも2相の電流を検出する手段と、検出した電流を、電動機に印加する電圧ベクトルに対し平行な電流成分及びこれに直交する電流成分の2軸電流成分に分離する座標変換手段と、前記直交する電流成分及び前記電圧ベクトルの大きさから電力変換器が出力する無効電力を演算する手段と、前記2軸電流成分、巻線のインダクタンス、及び角周波数から、前記インダクタンスにより生じる無効電力を演算する手段と、前記2つの無効電力の差をゼロにするような補正量を生成して電動機の電圧指令に帰還する手段と、を備えたものである。

【0011】以下、本発明の原理について、図3を参照しながら説明する。永久磁石同期電動機における回転子の永久磁石が作る磁束ベクトル $\Psi_m$ をd軸上に取った直交座標をd-q軸とし、電動機の固定子巻線に印加する電圧ベクトル $v^*$ をP軸上に取った直交座標をP-Q軸とする。また、両座標軸は負荷角 $\delta$ を保ち、反時計方向に角周波数 $\omega$ で回転しているとする。このときの電流ベクトルを $i$ とすると、この電流は、P-Q軸上で観測した際のP軸電流（有効電力成分） $i_p$ 及びQ軸電流（無効電力成分） $i_q$ と、d-q軸上で観測した際のd軸電流 $i_d$ 及びq軸電流 $i_q$ との直交2軸成分にそれぞれ分けられる。まず、電圧 $v^*$ と電流 $i_q$ とは直交関係にあるので、インバータが出力する無効電力 $Q_1$ は、数式1

【0012】

【数1】 $Q_1 = v^* i_q$

【0013】次に、電動機側から見た場合の無効電力について、図4を参照しながら説明する。永久磁石が作る磁束の回転によって発生する無負荷誘起電圧 $e_m$ は、その大きさが $\omega \phi_m$ で表されてq軸上に存在する（ $\phi_m$ は、ベクトル $\Psi_m$ の大きさを示す）。電圧 $e_m$ とこれに直交する電流 $i_d$ との積、すなわち $\omega \phi_m i_d$ は、無効電力になる。また、電流 $i$ （大きさ $I$ ）によるリアクタンス降下 $e_L$ の大きさは、固定子巻線のインダクタンス $L$ を用いて $\omega L I$ となる。 $e_L$ と $i$ とは直交関係にあるので、両者の積、すなわち $\omega L I^2$ は無効電力になる。従って、電動機側から見た無効電力 $Q_m$ は、数式2に示すように両無効電力の和として表される。

【0014】

【数2】 $Q_m = \omega \phi_m i_d + \omega L I^2$   
（但し、 $I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ ）

【0015】数式1及び数式2により求められる無効電力は、見方が異なるだけで値は等しいことから、数式3の関係が成立する。

【0016】

【数3】 $v^* i_q = \omega \phi_m i_d + \omega L I^2$

【0017】数式3を、 $i_d$ のみに比例する項について解くと、数式4になる。

【0018】

【数4】 $\phi_m i_d = (v^* i_q / \omega) - L I^2$

【0019】 $\phi_m$ は永久磁石が作る磁束であり、電動機に対して一義的に決まる。このため、数式4の右辺をゼロに近づけるように電圧を調整すれば、 $i_d = 0$ 制御が可能になる。また、前述の数式3は次の数式5のように変形することができる。

【0020】

【数5】 $\omega \phi_m i_d = v^* i_q - \omega L I^2$

【0021】従って、数式5の右辺をゼロに近づけるように電圧を調整すれば、 $i_d$ に比例した無効電力つまり $\omega \phi_m i_d$ をゼロにすることができる。

【0022】このように請求項1記載の発明は、回転子の位置検出器を持たない装置構成では本来なら知ることができないd軸電流 $i_d$ を演算により求め、トルク発生に寄与しない $i_d$ をゼロにするように電動機の印加電圧を制御するものであり、また、請求項2記載の発明は、d軸電流 $i_d$ に起因して発生する電動機の無効電力をゼロにするように電動機の印加電圧を制御する。これにより、不要な電流による損失の低減、高効率化及び省エネルギー化を実現するものである。

【0023】

【発明の実施の形態】以下、図に沿って本発明の実施形態を説明する。図1は、請求項1に記載した発明の実施形態を示す制御ブロック図であり、周波数設定手段1、加減速演算手段2、 $f/V$ 変換手段3、PWM制御手段5、インバータ6により永久磁石同期電動機7に対す

るV/f制御を行う点は、図6と同一である。なお、この実施形態においても図6に示した安定化制御手段31が設けられるが、便宜上、その一部（図6におけるハイパスフィルタ、比例増幅器等）の図示は省略してある。

【0024】図1の実施形態では、破線によって囲んだ電圧指令調整手段8により、周波数指令 $f^*$ 、電動機7の電流 $i_u$ 、 $i_w$ 及び電圧指令 $v^*$ に基づいて、PWM制御手段5に与える電圧指令 $v^*$ の補正量 $\Delta v^*$ を演算し、この補正量 $\Delta v^*$ を $f/V$ 変換手段3の出力信号に加えて新たな電圧指令 $v^*$ を生成するようにした。すなわち、電動機7の固定子巻線に流れる電流 $i_u$ 、 $i_w$ （ $i_v$ は $i_u$ 、 $i_w$ から求められる）は3相/2相変換手段9により2相電流 $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ に変換される。これらの電流 $i_\alpha$ 、 $i_\beta$ は座標変換手段10に入力され、図3に示したごとく電圧ベクトル $v^*$ に直交する電流成分（無効電流成分） $i_q$ と電圧ベクトル $v^*$ に平行な電流成分 $i_p$ とに変換される。ここで、3相/2相変換手段9及び座標変換手段10は、前述した安定化制御手段の一部としても機能している。

【0025】電圧指令調整手段8内の $I^2$ 演算手段11は $I^2 = i_p^2 + i_q^2$ の演算式に従って電流の大きさの2乗値を求め、次の乗算手段12により固定子巻線のインダクタンス $L$ を乗算して $LI^2$ を求める。この $LI^2$ は、加算手段15に図示の符号で入力される。一方、電圧指令 $v^*$ と $i_q$ との積が乗算手段13により算出され、この $v^*i_q$ を変換手段18の出力である角周波数 $\omega$ により除算手段14で除算して、 $v^*i_q/\omega$ が求められる。この $v^*i_q/\omega$ は、前記加算手段15に図示の符号で入力される。

【0026】加算手段15により $v^*i_q/\omega$ と $LI^2$ との差を取れば、前述の数式4から $\phi_{id}$ が求められ、d軸電流 $i_d$ のみに比例する $k_{id}$ （ $\phi_{id}$ は定数なので、比例係数 $k$ と置換えた）が算出される。この $k_{id}$ は調節手段16に入力され、電圧指令 $v^*$ の補正量である $\Delta v^*$ が生成される。 $k_{id}$ が+（プラス）の場合には、電動機7に印加した電圧が過大であることを表し、-（マイナス）の場合には電圧が過小であることを表すため、補正量 $\Delta v^*$ は加算手段17によりもとの電圧指令 $v^*$ に対して負帰還され、加算手段17の出力信号が補正後の電圧指令 $v^*$ としてPWM制御手段5に入力される。このような構成により、例えば負荷が軽くなって電動機7への印加電圧が過大になったときには、補正量 $\Delta v^*$ が電圧指令 $\Delta v^*$ を小さくするように作用することになり、従来のV/f一定制御に比べて損失の低減を図ることができる。

【0027】前記調節手段16の具体例について、図5を参照しながら説明する。なお、図中、 $K_P$ はゲイン定数、 $T$ は時定数、 $s$ は複素変数（ラプラス演算子）である。図5における例①は、伝達関数が $K_P/(1+sT)$ で表されるように1次遅れ要素を持たせた場合、例

②は $K_P\{1+(1/sT)\}$ で表されるように比例要素と積分要素とを組合せたPI調節器により構成した場合、例③は $K_P$ で表されるように比例要素を持たせた場合、例④は $K_P/sT$ で表されるように積分要素を持たせた場合である。何れの場合も、 $k_{id}$ をゼロするように補正量 $\Delta v^*$ を演算して電動機7への印加電圧を調整する機能を持つ点で共通している。

【0028】次に、図2は請求項2に記載した発明の実施形態を示す制御ブロック図であり、破線で囲んだ部分が電圧指令調整手段8'を構成している。この実施形態では、乗算手段12の出力である $LI^2$ に次段の乗算手段19において角周波数 $\omega$ を乗算することにより、インダクタンスで発生する無効電力 $\omega LI^2$ を求めている。一方、乗算手段13によってインバータ6が出力する無効電力 $v^*i_q$ を求め、加算手段15によって $v^*i_q$ と $\omega LI^2$ との差をとれば、前述の数式5から $\omega \phi_{id}$ が求まり、 $i_d$ に比例した無効電力 $\Delta Q$ が算出される。無効電力 $\Delta Q$ をゼロに近づけるように電圧指令の補正量 $\Delta v^*$ を生成する調節手段16の構成は、前述した図5と同じである。

#### 【0029】

【発明の効果】以上のように本発明によれば、永久磁石形同期電動機に印加する電圧とその周波数とをほぼ比例させて制御するV/f一定制御方式の制御装置において、回転子の位置検出器を持たない簡単な構成であっても、トルク発生に寄与しないd軸電流 $I_d$ をゼロとする制御やd軸電流に起因する無効電力の低減制御を実現することができ、永久磁石形同期電動機の高効率運転を実現することができる。また、負荷の状態に関わらず一方的に電圧を供給してきた従来のV/f一定制御に対し、負荷変動を反映させた補正量を電圧指令に帰還させて電動機の印加電圧を調整する機能を備えたことにより、不要な電流による損失をなくして省エネルギー効果を発揮するものである。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1に記載した発明の実施形態を示す制御ブロック図である。

【図2】請求項2に記載した発明の実施形態を示す制御ブロック図である。

【図3】本発明の原理を説明するベクトル図である。

【図4】本発明の原理を説明するベクトル図である。

【図5】図1、図2における調節手段の具体例を示す図である。

【図6】従来のV/f一定制御の制御ブロック図である。

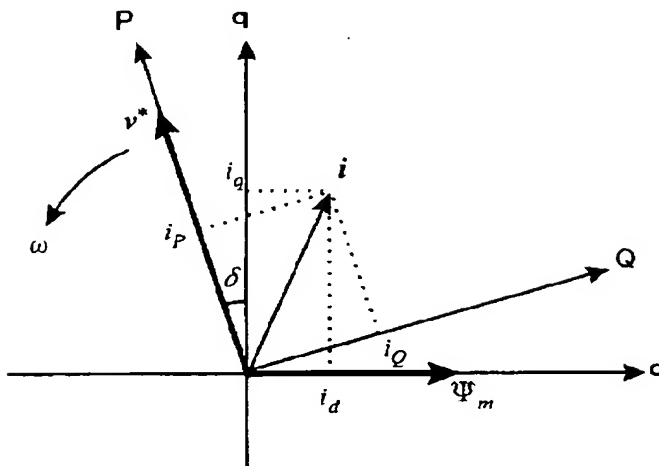
#### 【符号の説明】

- 1 周波数設定手段
- 2 加減速演算手段
- 3 f/V変換手段
- 4 積算手段

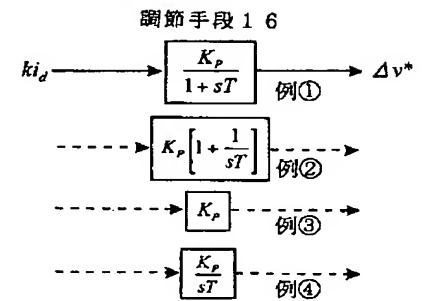
- 5 PWM制御手段
- 6 インバータ
- 7 永久磁石形同期電動機
- 8, 8' 電圧指令調整手段
- 9 3相/2相変換手段
- 10 座標変換手段

- 11  $I^2$ 演算手段
- 12, 13, 19 乗算手段
- 14 除算手段
- 15, 17 加算手段
- 16 調節手段
- 18 変換手段

【図3】

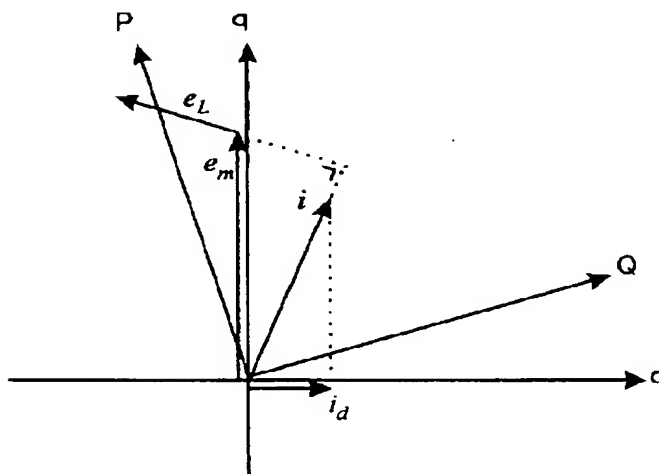


【図5】

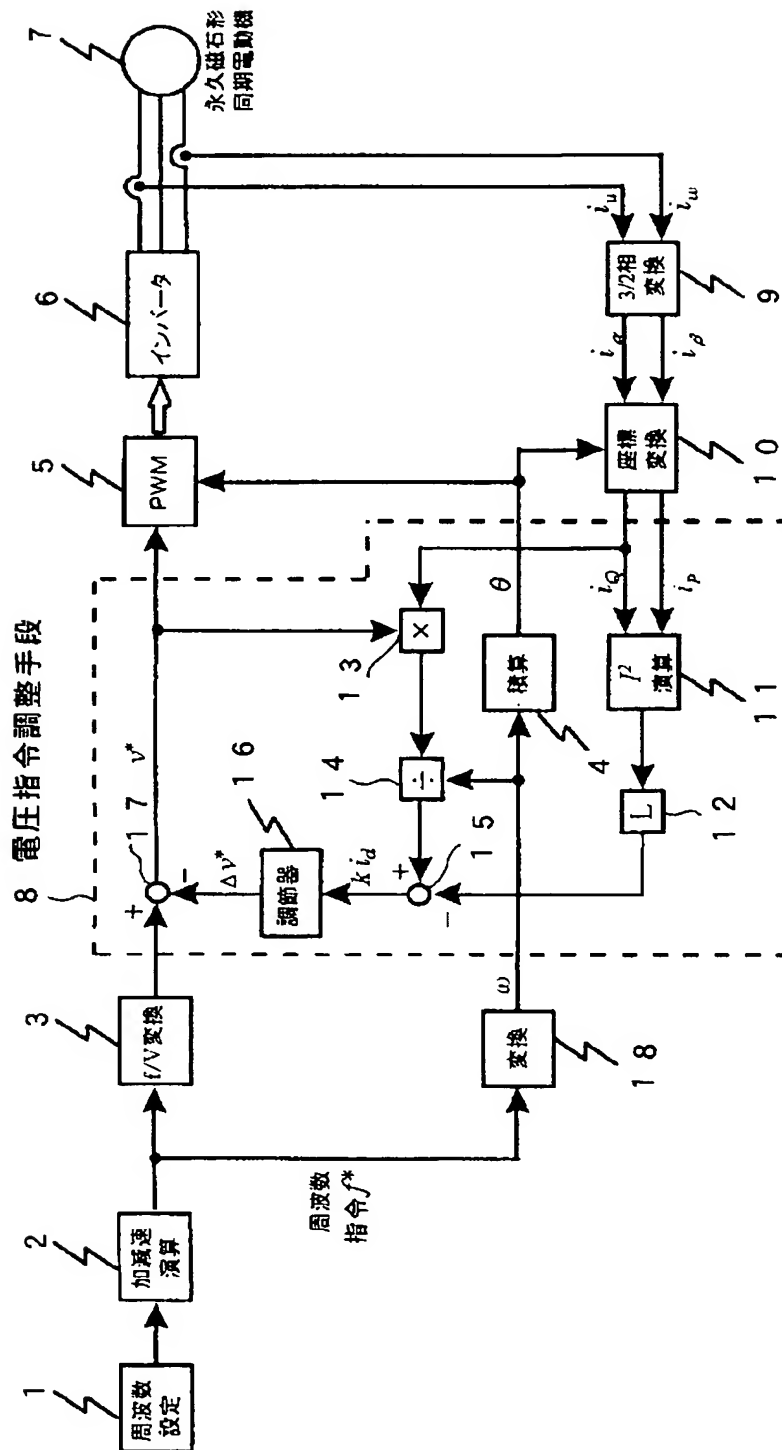


$K_p$ : ゲイン定数  
 $T$ : 時定数  
 $s$ : 複素変数 (ラプラス演算子)

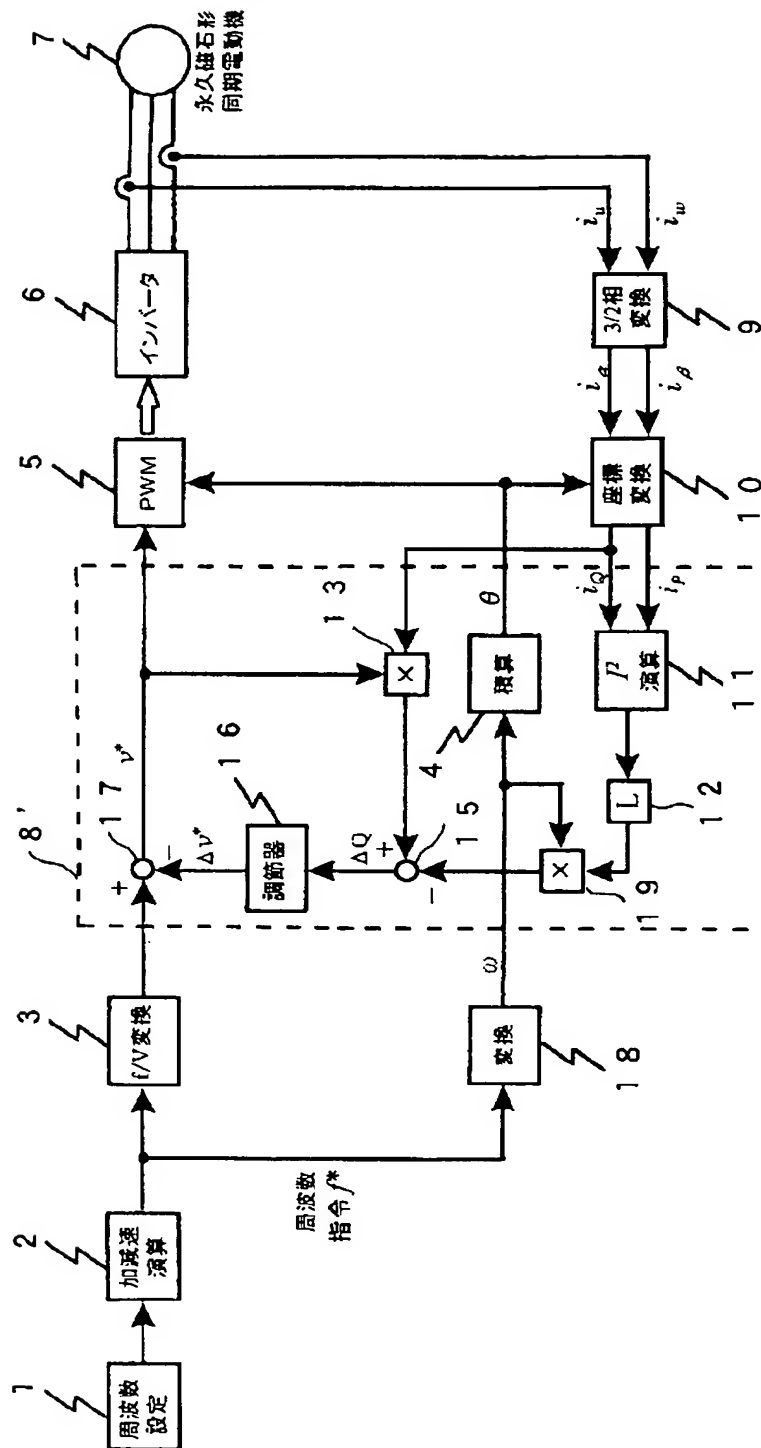
【図4】



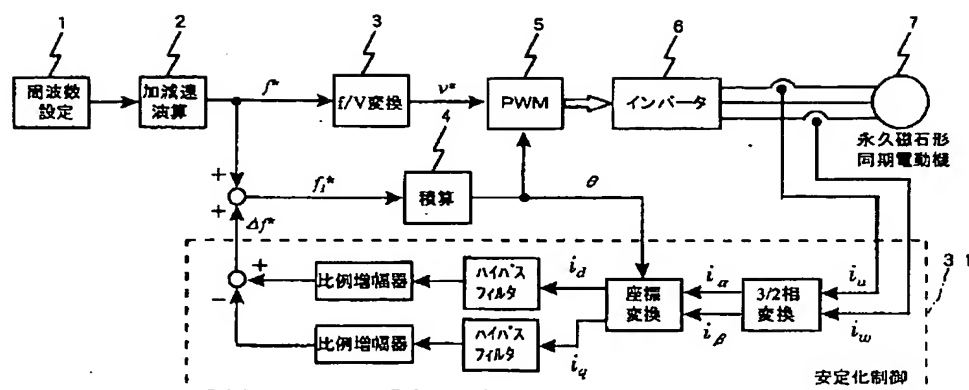
【図1】



【図2】



【図 6】



フロントページの続き

(72)発明者 糸魚川 信夫  
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号  
富士電機株式会社内

Fターム(参考) 5H576 BB01 BB02 DD02 DD07 EE01  
EE07 EE11 GG04 HB01 JJ15  
JJ22 JJ25 JJ26 LL22